

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-031585

(43) Date of publication of application : 02.02.1996

(51)Int.Cl.

H05B 41/24

H05B 41/16

H05B 41/16

(21)Application number : 06-185168

(71)Applicant : USHIO INC

(22)Date of filing : 15.07.1994

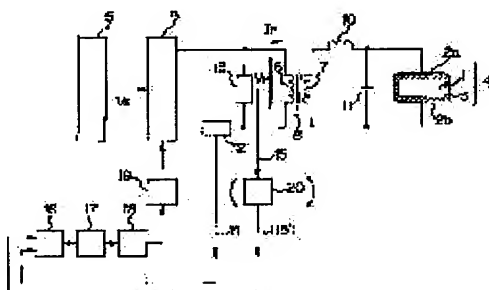
(72)Inventor : OKAMOTO MASASHI  
MATSUNO HIROMITSU  
ASAHINA TAKASHI

## (54) DIELECTRIC BARRIER DISCHARGING APPARATUS

(57)Abstract:

**PURPOSE:** To provide an electricity supplying apparatus especially for a dielectric barrier discharging apparatus having high efficiency, stability, economical property, and safety.

**CONSTITUTION:** A phase feedback circuit is driven, the feedback circuit is composed of a phase comparator 16 to compare a current phase signal 14 of a current phase detector 12 and a voltage phase signal 15 of a voltage phase detector 13, a frequency variable oscillator 18 which oscillates frequency with different pitch corresponding to the intensity of the output signal of the phase comparator 16, and a switching element driving circuit 19 which drives a switching inverter part 9 based on the output signal of the frequency variable oscillator 18. Consequently, the switching of the switching inverter part 9 is carried out by the frequency with which the delay degree of the current phase of the primary coil 6 of a transformer 8 to the voltage phase of the primary coil 6 of the transformer 8 can be kept almost constant.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 10.10.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 30.03.2004

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平 8 - 3 1 5 8 5

(43) 公開日 平成 8 年 (1996) 2 月 2 日

|                            |       |        |     |        |
|----------------------------|-------|--------|-----|--------|
| (51) Int. Cl. <sup>6</sup> | 識別記号  | 庁内整理番号 | F I | 技術表示箇所 |
| H 0 5 B                    | 41/24 | M      |     |        |
|                            |       | L      |     |        |
|                            | 41/16 | 3 2 0  |     |        |
|                            |       | 3 3 0  |     |        |

審査請求 未請求 請求項の数 7

F D

(全 1 6 頁)

(21) 出願番号 特願平 6 - 185168

(22) 出願日 平成 6 年 (1994) 7 月 15 日

(71) 出願人 000102212

ウシオ電機株式会社

東京都千代田区大手町 2 丁目 6 番 1 号 朝日  
東海ビル 19 階

(72) 発明者 岡本 昌士

兵庫県姫路市別所町佐土 1194 番地 ウシオ  
電機株式会社内

(72) 発明者 松野 博光

兵庫県姫路市別所町佐土 1194 番地 ウシオ  
電機株式会社内

(72) 発明者 朝比奈 隆

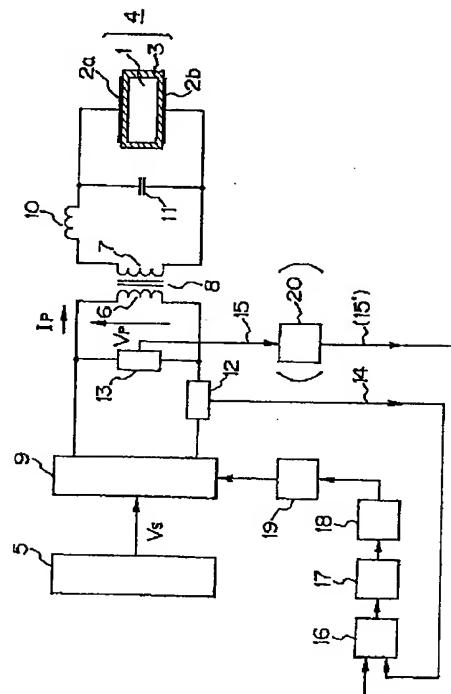
兵庫県姫路市別所町佐土 1194 番地 ウシオ  
電機株式会社内

(54) 【発明の名称】 誘電体バリア放電装置

(57) 【要約】 (修正有)

【目的】 高効率、安定、経済的かつ安全な誘電体バリア放電装置の、とくにその給電装置を提供する。

【構成】 電流位相検出器 12 からの電流位相信号 14 と電圧位相検出器 13 からの電圧位相信号 15 との位相差を比較するための位相比較器 16 と、位相比較器 16 の出力信号の大小に対応して発振周波数の高低が変化する周波数可変発振器 18 と、前記周波数可変発振器 18 の出力信号に従ってスイッチングインバータ部 9 を駆動するスイッチング素子駆動回路 19 とから構成される位相フィードバック回路を作動させることによって、トランス 8 の 1 次巻線 6 の電圧位相に対する、前記トランス 8 の 1 次巻線 7 の電流位相の遅れ量が、概略的に一定となるような周波数でスイッチングインバータ部 9 がスイッチングされる誘電体バリア放電装置。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 誘電体バリア放電によってエキシマ分子を生成する放電用ガスが充填された放電空間（1）があ

って、  
前記放電用ガスに放電現象を誘起せしめるための両極の電極（2a）、（2b）のうちの少なくとも一方と前記放電用ガスの間に誘電体（3）が介在する構造を有する誘電体バリア放電ランプ（4）と、

前記誘電体バリア放電ランプ（4）の前記電極（2a）、（2b）に交流の高電圧を印加するための給電装置とを有する誘電体バリア放電装置において、  
前記給電装置が、  
直流電源部（5）と、

1次巻線（6）と2次巻線（7）を有するトランス（8）と、

前記トランス（8）の1次巻線（6）に前記直流電源部（5）からの電流を正逆に切り替えて流すためのスイッチングインバータ部（9）と、

前記トランス（8）の2次巻線（7）の両端子に接続された、直列の共振用コイル（10）と共振用コンデンサ（11）とを有し、

前記コンデンサ（11）の両端に発生する電圧を、前記誘電体バリア放電ランプ電極（2a）、（2b）に供給するものであって、

前記トランス（8）の1次巻線（6）の電流位相を検出するための電流位相検出器（12）と、

前記トランス（8）の1次巻線（6）の電圧位相を検出するための電圧位相検出器（13）と、

前記電流位相検出器（12）からの電流位相信号（14）と前記電圧位相検出器（13）からの電圧位相信号（15）との位相差を比較するための位相比較器（16）と、

前記位相比較器（16）の出力信号の大小に対応して発振周波数の高低が変化する周波数可変発振器（18）と、

前記周波数可変発振器（18）の出力信号に従って前記スイッチングインバータ部（9）を駆動するスイッチング素子駆動回路（19）とから構成される位相フィードバック回路を作動させることによって、

前記トランス（8）の1次巻線（6）の電圧位相に対する前記トランス（8）の1次巻線（6）の電流位相の遅れ量が概略的に一定となるような周波数で、前記スイッチングインバータ部（9）がスイッチングされることを特徴とする誘電体バリア放電装置。

【請求項2】 前記トランス（8）の1次巻線（6）に直列に第2の共振用コイル（10'）を接続することを特徴とする請求項1に記載の誘電体バリア放電装置。

【請求項3】 前記共振用コイル（10）を廃し、トランス（8）の1次巻線（6）に直列に第2の共振用コイル（10'）を接続することを特徴とする請求項1に記

載の誘電体バリア放電装置。

【請求項4】 前記トランス（8）の1次巻線（6）の前記電圧位相信号（15）を得るために、

前記トランス（8）の1次巻線（6）の電圧を検出する代わりに、

前記周波数可変発振器（18）または前記スイッチング素子駆動回路（19）において生成される信号に基づいて、

前記トランス（8）の1次巻線（6）の電圧位相に相当する信号を生成し、

これを電圧位相信号（15）とすることを特徴とする請求項1乃至請求項3のいずれかに記載の誘電体バリア放電装置。

【請求項5】 前記電圧位相信号（15）を前記位相比較器（16）に入力する経路に、遅延回路（20）を挿入することを特徴とする請求項1乃至請求項4のいずれかに記載の誘電体バリア放電装置。

【請求項6】 前記位相比較器（16）が前記周波数可変発振器（18）の発振周波数の高低を変化させるときの応答速度において、

前記周波数可変発振器（18）の発振周波数を低下せしめる場合の応答速度よりも、前記発振周波数を上昇せしめる場合の応答速度の方を速くすることを特徴とする請求項1乃至請求項5のいずれかに記載の誘電体バリア放電装置。

【請求項7】 前記直流電源部（5）の出力電圧の増減により、前記誘電体バリア放電ランプ（4）に投入する電力を調整したことを特徴とする請求項1から請求項6のいずれかに記載の誘電体バリア放電装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、例えば、光化学反応用の紫外線光源として使用される放電ランプの一種で、誘電体バリア放電によってエキシマ分子を形成し、前記エキシマ分子から放射される光を利用するいわゆる誘電体バリア放電ランプを含む光源装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】本発明に関連した技術としては、誘電体バリア放電ランプについては、例えば日本国公開特許公報平2-7353号があり、そこには、放電容器にエキシマ分子を形成する放電用ガスを充填し、誘電体バリア放電（別名オゾナイザ放電あるいは無声放電。電気学会発行改定新版「放電ハンドブック」平成1年6月再販7刷発行第263ページ参照）によってエキシマ分子を形成せしめ、該エキシマ分子から放射される光を取り出す放射器が記載されている。

【0003】また、該誘電体バリア放電ランプを含む光源装置については、例えば日本国公開特許公報平4-230951号があり、そこには、高電圧トランスを使用せずに、いわゆるLC共振によって高電圧を発生する構

成について述べられている。

【0004】上記のような誘電体バリア放電ランプおよびこれを含む光源装置は、従来の低圧水銀放電ランプや高圧アーク放電ランプには無い種々の特長を有しているため応用の可能性が多岐にわたっている。とりわけ、近來の環境汚染問題への関心の高まりのなかで、紫外線による光化学反応を応用した無公害の材料処理は、その最も重要な応用のひとつであり、従って、誘電体バリア放電光源装置に対する高出力化、高効率化、高安定化、および複数ランプの並列点灯による大規模化の能力に対する要求には非常に強いものがある。しかし、従来の技術においては、これらの要求に十分応えることができなかった。

【0005】以下において、図10、図11、図12を用いて誘電体バリア放電ランプを点灯する装置に特有の技術的な問題点を列挙し説明する。

(1. 第1の問題点) 図10に示す、放電空間(1)を挟んで電極(2a)(2b)の間に、1枚または2枚の誘電体(3)が存在する構成の誘電体バリア放電ランプ(4)においては、一方の電極から放電プラズマを経て他方の電極に達する放電路の間に、誘電体すなわち絶縁体が介在する。そしてこの誘電体がコンデンサの働きをすることによって電流が流れることになる。放電中の放電プラズマを近似的に純抵抗と見なせば、誘電体バリア放電ランプは、コンデンサと抵抗とを直列に接続したものと等価であると言え、力率が悪いという欠点がある。

【0006】例えば、発明者らは、厚さ1mmの石英板2枚を4mmの間隙で配置して形成した放電空間に、キセノンガスを約400000Paの圧力で充填した、断面積200cm<sup>2</sup>の誘電体バリア放電ランプを、周波数約100KHz、印加電圧約4KVrmsにおいて点灯した場合について実験した。本条件における結果は、約200pFのコンデンサと約1.5KΩの抵抗とを直列に接続したものと近似的に等価となった。このときの力率は20%にも満たない。

【0007】よく知られているように、このような容量性負荷の場合には、直列にコイル(10)を挿入してLC共振回路を構成することにより、力率が改善できる。さらに共振現象による電圧の増大作用があるため、給電装置の内部電源電圧を下げるができる。そのため、共振用コンデンサ(11)を負荷に並列追加接続して共振を強化することにより、給電装置の内部電源電圧をさらに下げることが可能となる。

【0008】このような共振現象を利用した回路によって所望の動作を得るには、負荷容量と共振用コンデンサ(11)の容量、コイル(10)のインダクタンス、負荷抵抗の値により計算される共振周波数に正確に一致した周波数で、回路を駆動しなければならない。前記の条件が満足された場合のみ、理論的な力率が100%になる。

【0009】ところが、誘電体バリア放電ランプ(4)の場合、放電が開始される前の状態における放電路の抵抗は、ほとんど無限大であるが、印加電圧を上げて放電を開始させると、放電路の抵抗は瞬間的に有限の値となり、さらに印加電圧の上昇とともに小さくなってゆく。すなわち、誘電体バリア放電ランプ(4)の静電容量が、最初非常に小さい値であったものが、放電開始時点で不連続的に大きくなり、印加電圧の上昇とともにさらに大きくなってゆくことになる。このことは、誘電体バリア放電ランプ(4)の放電状態によって、回路の共振周波数が不連続的または連続的に低下してしまうことを意味する。前述のような構成のLC共振回路を採用すると回路の共振周波数の変化に対応できないので、誘電体バリア放電ランプ(4)において高い力率を得ることが困難になる。

【0010】(2. 第2の問題点) 誘電体バリア放電ランプ(4)に特有の事項として、ランプの製造上の加工誤差およびバラツキに起因する問題がある。例えば、誘電体バリア放電ランプ(4)の誘電体(3)として、石英板を使用する場合、経済的に入手可能な公称厚さ1mmの石英ガラスの厚さバラツキは0.3mm程度、また厚さの場所的不均一も0.2mm程度である。さらに、2枚の石英板の平行度に誤差がある場合は、誘電体バリア放電ランプ(4)の放電路の長さに場所的不均一が発生する。

【0011】これらの誤差、バラツキは、誘電体バリア放電ランプ(4)の放電開始電圧、および放電開始後の前記ランプ静電容量の変化特性に大きな影響を与える。また、実際の誘電体バリア放電ランプ(4)は非線形素子であるため、特に、複数の誘電体バリア放電ランプ(4)を並列点灯する場合は、個々のランプ毎に放電開始のタイミングが異なる上に、その時点で放電しているランプの本数によって、回路負荷としての挙動が非常に複雑に変化するため、単純なLC共振回路では、多数のランプをいつも正常に点灯することは困難であった。

【0012】(3. 第3の問題点) このことへの対策として、前記共振用コンデンサ(11)の静電容量を十分大きくして、誘電体バリア放電ランプ(4)の放電状態の変化に伴う合成された静電容量の変化の割合が小さくなり、したがって共振周波数の変化が無視できるようにする方法が考えられるが、この方法には大きな問題がある。

【0013】共振用コンデンサ(11)の静電容量を十分大きくすることは、とりもなおさず共振回路のQ値を大きくすることにほかならない。しかしながら、Q値が大きい場合における共振周波数付近の電圧増大作用は、駆動周波数と共振周波数のズレ量に極めて敏感であるため、前記誘電体バリア放電ランプ(4)の放電状態の変化に伴う共振周波数の変動が無視される効果が全く無くなってしまふ。したがって、共振用コンデンサ(11)

の容量の大きさには、ある程度限度があることになり、共振周波数の変化を完全に無視できるようにするのは困難となる。

【0014】(4. 第4の問題点) 一方、仮に前記実験例のような約200 pFの放電時静電容量を有すると見なせる誘電体バリア放電ランプ(4)に、この静電容量より十分大きい共振用コンデンサ(11)の静電容量として、例えば2000 pFを追加すると考えると、ランプへの印加電圧が前記4 K V r m s のときには、共振用コンデンサ(11)に流れる電流が約5 A r m s、皮相電力が約20 K V Aとなる。したがって共振用コンデンサ(11)には高耐圧が要求され、それを満足する典型的なコンデンサとしてセラミックコンデンサが、しばしば使用される。

【0015】このようなセラミックコンデンサの誘電正接(tan δ)は1%程度であり、よって共振用コンデンサ(11)の消費電力、すなわち自己発熱は、200 W程度となる。一般的に、セラミックコンデンサの静電容量の温度変化は1℃あたり0.2%程度である。よって共振周波数のずれを低減するためには、セラミックコンデンサの温度上昇を抑制する必要がある。しかしながら例えば、温度上昇によるセラミックコンデンサの静電容量変化を約5%以下とするためには、発熱を分散させて温度上昇を抑制しようとする、実に100個程度のコンデンサに分割することが必要となることが試算される。複数の誘電体バリア放電ランプ(4)を並列点灯する場合は、さらに何倍もの個数のコンデンサが必要となるため、全く実用的でない。発熱、静電容量の温度変化の少ないものとして、例えば真空コンデンサ等があるが、非常に高価であり、経済的でない。

【0016】(5. 第5の問題点) 前記のごとく、誘電体バリア放電ランプ(4)を含む共振回路は、放電開始後に共振周波数が低下するため、予め駆動周波数を低く設定しておくか、あるいは、放電開始を検出して、予め定めた別の低い周波数に駆動周波数を切り替える方法も考えられるが、この場合はさらに重大な問題を発生する。

【0017】図11は図10におけるスイッチングインバータ部(9)の構成例である。符号が図10と同じものは、同様の構成要素を示す。ここで、Eは商用交流電源、C<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>、C<sub>3</sub>はコンデンサ、D<sub>1</sub>、D<sub>2</sub>はダイオードである。またG<sub>H</sub>、G<sub>L</sub>は、各々、スイッチング素子(30a)、(30b)に対するオンオフ信号である。スイッチングインバータ部(9)では、トランス

(8)や共振コイル(10)の誘導作用により、スイッチング素子(30a)、(30b)がオフとなった直後から、スイッチング素子(30a)、(30b)を流れる電流が継続される極性である逆起電力が発生する。よって、これを逃がすための逆方向ダイオード(31a)

(31b)を各スイッチング素子に並列接続すること

が、一般に行われている。スイッチング素子の種類によっては、この逆方向ダイオード(31a)(31b)を、それ自身の内部に含むものもある。

【0018】LC共振回路の重要な性質により、共振周波数よりも駆動周波数の方が高い場合は、トランス(8)の1次巻線(6)の電圧の位相に対し、電流の位相が遅れる。また、共振周波数よりも駆動周波数の方が低い場合は、電流の位相が進む。例として、図12に共振周波数よりも駆動周波数の方が高い場合について、トランス(8)の1次巻線(6)の電圧(V<sub>p</sub>)の波形、トランス(8)の1次巻線(6)の電流(I<sub>p</sub>)の波形、トランス(8)の1次巻線(6)の電圧位相信号波形(φ<sub>v</sub>)、トランス(8)の1次巻線(6)の電流位相信号波形(φ<sub>i</sub>)、トランス(8)の1次巻線(6)の電圧位相に対する電流位相の遅れ(Δφ)を示す。

【0019】ところが、共振周波数よりも駆動周波数の方が低い場合には、逆方向ダイオード(31a)、(31b)が逆電圧によってオフ状態になるまでの期間に、リカバリー電流と呼ばれる大きな電流がスイッチング素子(30a)、(30b)に流れる現象が発生し、スイッチング素子(30a)、(30b)が破壊される場合がある。そのため、共振周波数よりも駆動周波数の方が低い状態が発生することは、瞬時と言えどもこれを避けなければならない。したがって、放電開始後の共振周波数低下に合わせて、予め駆動周波数を低く設定しておくことや、予め定めた別の低い周波数に切り替えることは、装置の安全上行ってはならない。よってこの方法では、放電開始前後、あるいは放電開始後の共振周波数変化に対応することはできない。

【0020】

【発明が解決しようとする課題】問題点をまとめると、以下になる。

(1). 従来のLC共振回路だけでは、誘電体バリア放電ランプの放電状態によって変化する回路の共振周波数(例えば、放電開始後に共振周波数が低下する)に対応できず、駆動周波数を共振周波数に正確に一致させるのが困難であった。よって高い力率を得ることが困難であった。

【0021】(2). ランプの製造上の加工誤差およびバラツキに起因する誘電体バリア放電ランプの放電開始電圧、および放電開始後の前記ランプ静電容量の変化特性の変化に対応することや、非線形素子である複数の誘電体バリア放電ランプを並列点灯するとき、回路負荷としての挙動が非常に複雑に変化することに対応することは、単純なLC共振回路では困難であった。したがって、多数のランプをいつも正常に点灯することは困難であった。

【0022】(3). (2)へ対応するため、前記共振用コンデンサの静電容量を十分大きくしようとしても、共振回路のQ値との兼ね合いで、静電容量の大きさにあ

る程度限度があり、共振周波数の変化を完全に無視できるようにするのは困難であった。

【0023】(4)。(3)に関連する共振用コンデンサは高耐圧性が要求される。その要求を満たすコンデンサとしてセラミックコンデンサを使用しようとしても、コンデンサ自身の温度上昇によって共振周波数がずれてしまう。温度上昇を抑制しようとする、多数のコンデンサが必要となるため、全く実用的でない。発熱、静電容量の温度変化の少ない真空コンデンサ等があるが、非常に高価であり、経済的でない。

【0024】(5)。(1)へ対応するため、予め駆動周波数を低く設定しておく方法がある。あるいは、放電開始を検出して、その後予め定めた別の低い周波数に駆動周波数を切り替える方法がある。いずれの方法でも共振周波数よりも駆動周波数の方が低い場合には、以下の現象が発生する。すなわち、通常一般的にスイッチング素子に並列接続される逆方向ダイオードが逆電圧によってオフ状態になるまでの期間に、スイッチング素子へ大きなカバリヤ電流が流れる。その結果、スイッチング素子が破壊されてしまう。

【0025】本発明は、以上のような事情に基づいて成されたものであって、その課題は光出力が十分大きい大型の誘電体バリア放電ランプ、さらにはこれを複数個並列に点灯するような大規模な光源装置に対しても十分に高効率、安定、経済的かつ安全な誘電体バリア放電装置の、とくにその給電装置を提供することにある。

【0026】

【課題を解決するための手段】この課題を解決するために、本発明の請求項1の発明は、誘電体バリア放電によってエキシマ分子を生成する放電用ガスが充填された放電空間(1)があって、前記放電用ガスに放電現象を誘起せしめるための両極の電極(2a)、(2b)のうちの少なくとも一方と前記放電用ガスの間に誘電体(3)が介在する構造を有する誘電体バリア放電ランプ(4)と、前記誘電体バリア放電ランプ(4)の前記電極(2a)、(2b)に交流の高電圧を印加するための給電装置とを有する誘電体バリア放電装置において、前記給電装置が、直流電源部(5)と、1次巻線(6)と2次巻線(7)を有するトランス(8)と、前記トランス

(8)の1次巻線(6)に前記直流電源部(5)からの電流を正逆に切り替えて流すためのスイッチングインバータ部(9)と、前記トランス(8)の2次巻線(7)の両端子に接続された、直列の共振用コイル(10)と共振用コンデンサ(11)とを有し、前記コンデンサ(11)の両端に発生する電圧を、前記誘電体バリア放電ランプ電極に供給するものであって、前記トランス(8)の1次巻線(6)の電流位相を検出するための電流位相検出器(12)と、前記トランス(8)の1次巻線(6)の電圧位相を検出するための電圧位相検出器

(13)と、前記電流位相検出器(12)からの電流位

相信号(14)と前記電圧位相検出器(13)からの電圧位相信号(15)との位相差を比較するための位相比較器(16)と、前記位相比較器(16)の出力信号の大小に対応して共振周波数の高低が変化する周波数可変発振器(18)と、前記周波数可変発振器(18)の出力信号に従って前記スイッチングインバータ部(9)を駆動するスイッチング素子駆動回路(19)とから構成される位相フィードバック回路、いわゆるPLL(Phase Locked Loop:フェーズ・ロックド・ループ)を設けて、前記PLLにより、前記トランス(8)の1次巻線(6)の電圧位相に対する前記トランス(8)の1次巻線(6)の電流位相の遅れ量が概略的に一定となるような周波数で前記スイッチングインバータ部(9)がスイッチングされるようにしたものである。

【0027】本発明の請求項2の発明は、請求項1の発明において、前記トランス(8)の1次巻線(6)に直列に第2の共振用コイル(10')接続したものである。

【0028】本発明の請求項3の発明は、請求項1の発明において、トランス(8)の2次巻線(7)の両端子に接続された、直列の共振用コイル(10)と共振用コンデンサ(11)のうち前記共振用コイル(10)を廃し、トランス(8)の1次巻線(6)に直列に第2の共振用コイル(10')接続したものである。

【0029】本発明の請求項4の発明は、請求項1乃至請求項3のいずれかの発明において、トランス1次巻線の前記電圧位相信号(15)を得るために、トランス

(8)の1次巻線(6)の電圧を検出する代わりに、周波数可変発振器(18)またはスイッチング素子駆動回路(19)において生成される信号に基づいて、前記トランス(8)の1次巻線(6)の電圧位相に相当する信号を生成し、これを電圧位相信号(15)としたものである。

【0030】本発明の請求項5の発明は、請求項1乃至請求項4のいずれかの発明において、電圧位相信号(15)を位相比較器(16)に入力する経路に、遅延回路(20)を挿入したものである。

【0031】本発明の請求項6の発明は、請求項1乃至請求項5のいずれかの発明において、位相比較器(16)が周波数可変発振器(18)の発振周波数の高低を変化させるときの応答速度において、前記周波数可変発振器(18)の発振周波数を低下せしめる場合の応答速度よりも、前記発振周波数を上昇せしめる場合の応答速度の方を速くするようにしたものである。

【0032】本発明の請求項7の発明は、請求項1乃至請求項6のいずれかの発明において、直流電源部(5)の出力電圧の増減により、前記誘電体バリア放電ランプに投入する電力を調整可能とする構成したものである。

【0033】

【作用】本発明の請求項1の発明の作用について、図1を用いて説明する。図1に示す構成において、直流電源部(5)、および、1次巻線(6)と2次巻線(7)を有するトランス(8)、トランス(8)の1次巻線

(6)に前記直流電源部(5)からの電流を正逆に切り替えて流すためのスイッチングインバータ部(9)より成る部分は、概ね1次巻線(6)に対する2次巻線

(7)の巻数比に相当する増大を得た交流電圧をトランス2次巻線(7)に発生させる。前記トランス2次巻線の両端子に接続された、直列の共振用コイル(10)と共振用コンデンサ(11)とより成る部分は、LC共振現象により、前記コンデンサ(11)の両端に交流の高電圧を発生させる。誘電体バリア放電ランプ(4)の点灯は、前記高電圧を誘電体バリア放電ランプ(4)の電極(2a)、(2b)に供給することにより成される。

【0034】その際、電流位相検出器(12)と電圧位相検出器(13)は、それぞれ前記トランス(8)の1次巻線(6)の電流位相信号(14)と電圧位相信号

(15)を生成する。位相比較器(16)は、これら二つの信号を比較し、これら二つの信号の位相差を表す信号を出力する。周波数可変発振器(電圧制御発振器、VCOとも呼ばれる)(18)は、位相比較器(16)の出力信号の大小に対応して周波数の高低が変化した発振信号を生成する。そしてスイッチング素子駆動回路(19)は、前記周波数可変発振器(18)の出力信号にしたがって前記スイッチングインバータ部(9)を駆動する。

【0035】なお、位相比較器(16)や周波数可変発振器(18)のそれぞれの具体的な回路構成方式によっては、位相比較器(16)の出力が、例えば以下のようになる。

①. 位相遅れを示す信号と、位相進みを示す信号の2種類に分割されるもの。

②. 位相遅れ、位相進みの程度を示す量を、例えば信号の電圧の大小で表す代わりに、信号のパルス幅の大小で表すもの。

また、これら位相比較器(16)と周波数可変発振器(18)との間に、位相比較器(16)の出力信号を平滑化するためのローパスフィルタ(17)を挿入することが適当な場合もある。いずれにしても、これらは実施上の技術的な詳細事項であって、本質的に重要な差異ではない。

【0036】このように、本発明の請求項1の発明になる装置は、いわゆるPLLを構成し、駆動周波数が位相フィードバック的に決定される。トランス(8)の1次巻線(6)の電流( $V_p$ )、電圧( $I_p$ )において、電圧位相に対して電流位相が遅れている場合は、駆動周波数が下がる方向に自動的に変化する。逆に電圧位相に対して電流位相が進んでいる場合は駆動周波数が上がる方向に自動的に変化する。

【0037】従って、本発明の請求項1の発明は以下の効果を有する。まず、前記トランス(8)の1次巻線

(6)の電圧位相に対する電流位相の遅れ量あるいは進み量が、概略的に小さな一定の値、単純化した理想的な解析条件のもとでは零の状態に常に維持される。この位相遅れ量あるいは進み量が零の状態とは、すなわち力率が100%の状態であり、これはとりもなおさず共振周波数と駆動周波数が完全に一致した状態である。

【0038】また、本位相フィードバックは、前記誘電体バリア放電ランプ(4)の放電開始前、および放電開始したときの前記のごとき共振周波数の変化時にも速やかに応答して、装置を常に高力率状態、すなわち高効率状態を常に維持する。当然ながら、複数の誘電体バリア放電ランプ(4)を並列接続した場合も同様である。例えば、全てのランプの放電開始前から1個のランプのみ放電開始したとき、次に2個のランプのみ放電開始したとき、それからやがて全てのランプが放電開始したときまでの過渡的状态においても、全く同様に正常に作用する。

【0039】なお、前記(8)のトランス2次巻線(7)側にある共振回路の状態を、トランス(8)の1次巻線(6)側における電圧電流の位相検出によって行っていることは、通常、トランス(8)の1次巻線(6)のインダクタンスが十分大きい限り、誤差は小さく問題とはならない。

【0040】本発明の請求項2ならびに3の発明の作用について、図1並びに図2を用いて説明する。本発明の請求項2ならびに3の発明においては、請求項1の発明において、トランス(8)の1次巻線(6)に直列に第2の共振用コイル(10')接続するか、もしくはトランス(8)の2次巻線(7)の両端子に接続された、直列の共振用コイル(10)と共振用コンデンサ(11)のうち前記共振用コイル(10)を廃し、トランス(8)の1次巻線(6)に直列に第2の共振用コイル(10')接続したので、請求項1の発明と同様な効果を得ることができるとともに、以下の利点を生じる。

【0041】トランス(8)の2次巻線(7)に直列接続される共振用コイル(10)の場合、前記共振用コイル(10)と前記共振用コンデンサ(11)、誘電体バリア放電ランプ(4)より決まる共振周波数で駆動することにより、この部分の力率が改善されている。したがって、トランス(8)の2次巻線および1次巻線には無効電力相当の不要な電流が流れないため、その巻線の線径を細くすることができるが、駆動周波数帯の設定値によっては、共振用コイル(10)のインダクタンス値が大きくなって製作しにくいことがある。

【0042】このような場合には、本発明の請求項2または3の発明の構成をとると、インダクタンス値が大きく製作しづらい共振用のコイルを必要としないという利点が生じる。すなわち共振用コイル(10)を廃し、ト



ランス(8)のインピーダンス変換作用を利用して、共振コイル(10)のインダクタンス値をトランス

(8)の巻数比に応じた小さい値、単純化した理想的な解析条件のもとではトランス巻数比の2乗に反比例させた値に変更した第2の共振用コイル(10')を、トランス(8)の1次巻線(6)に直列接続することにより共振用コイル(10)の機能を、代用させることができる。

【0043】あるいは、トランス2次巻線(7)に直列接続される共振用コイル(10)と、トランス(8)の1次巻線(6)に直列接続された前記のインダクタンス値を有する第2の共振用コイル(10')を併用して、両方のコイルを合わせて、インダクタンス値の大きいひとつの共振用コイルと同様の働きをさせることもできる。ただしこれらの場合は、トランス2次巻線および1次巻線の部分の力率が改善されていないため、その巻線の線径を太くする必要がある。

【0044】本発明の請求項4の発明の作用について、図1並びに図3を用いて説明する。本発明の請求項4の発明においては、請求項1乃至請求項3のいずれかの発明において、トランス(8)の1次巻線(6)の電圧位相信号(15)を得るために、トランス(8)の1次巻線(6)の電圧を検出する代わりに、周波数可変発振器(18)またはスイッチング素子駆動回路(19)において生成される既存の信号から適当なものを選択し、それに基づいて前記トランス(8)の1次巻線(6)の電圧位相に相当する信号を必要に応じて簡単な信号変換を行って生成し、これを代替の電圧位相信号(15)として位相比較器(16)に入力するものとしたので、請求項1乃至請求項3のいずれかの発明と同様な効果を得ることができるとともに、前記トランス(8)の1次巻線(6)の電圧を検出して得るものより、経済的に有利であるという利点を生じる。

【0045】例えば、スイッチングインバータ部(9)が図10に示したような構成とすると、図3に示すように、トランス(8)の1次巻線(6)の電圧の正方向の定義( $V_F$ )に対して、負の方向に電圧を印加するためのスイッチング素子(30b)をオン状態にする信号( $G_L$ )の終了のタイミング( $t_0$ )を、トランス

(8)の1次巻線(6)の正方向の電圧の発生開始タイミングとすることができる。これは、前記負の方向に電圧を印加するためのスイッチング素子(30b)をオン状態にする信号の終了の瞬間( $t_0$ )から、正の方向に電圧を印加するためのスイッチング素子(30a)をオン状態にする信号の開始の瞬間( $t_1$ )までの期間は、トランス(8)や共振用コイル(10)の誘導作用により、その電流が継続される極性の起電力が発生するからである。ここで、電圧( $V_F$ )の波形における斜線を施した部分は、逆起電力分を示す。この例でも明らかなように、本発明の請求項3の発明においては、トランス

(8)の1次巻線(6)の電圧位相信号(15)を得るために、前記トランス(8)の1次巻線(6)の電圧を検出して得るための特別な構成、すなわち電圧位相検出器(13)を必要としない。よって、明白に経済的に有利であるという利点を生じる。

【0046】本発明の請求項5の発明の作用について、図1を用いて説明する。本発明の請求項5の発明においては、請求項1乃至請求項4のいずれかの発明において、電圧位相信号(15)を位相比較器(16)に入力する経路に、遅延回路(20)を挿入したので、請求項1乃至請求項4のいずれかの発明と同様な効果を得ることができるとともに、以下の利点を生じる。

【0047】スイッチングインバータ部(9)が図10に示したような構成とすると、先に述べたように、共振周波数よりも駆動周波数の方が低い場合、すなわちトランス(8)の1次巻線(6)の電圧位相に対し、電流位相が進んでいる場合は、逆方向ダイオード(31a)、(31b)のリカバリー電流によりスイッチング素子(30a)、(30b)が破壊される可能性があるため、この状態の発生を避けなければならない。

【0048】前記電圧位相信号(15)を前記位相比較器(16)に入力する経路に、遅延回路(20)を挿入すると、位相フィードバック制御の正常動作時における電圧位相に対する電流位相の遅れ量に、若干の正の遅れ量が存在することになる。すなわち、本発明の請求項5の発明は、必ず存在する位相フィードバック制御のゆらぎやノイズによる誤動作があった場合にも、電流位相が進み状態にならないための余有を有することになり、位相フィードバック制御動作を正確かつ安全に行うことが可能であるという利点を有する。

【0049】なお、電流位相遅れ量は、多く持たせるほど余有が増える一方で、同時に力率が低下してしまう。よってその設定に、ある程度の限度がある。因みに、発明者らの実験では、これを $5^\circ$ から $30^\circ$ の範囲内におくことが理想的であるとの結果を得た。また、遅延回路(20)が一定の時間遅延を発生するもの場合は、本位相フィードバックによって得られる状態は、厳密には電流位相の遅れ角一定の状態ではなく、遅れ時間一定の状態となるが、これは本質的になんら重要な差異をもたらすものではない。

【0050】なお、電圧位相信号を生成する回路の遅延が大きい場合には、逆に電流位相信号(14)側に遅延回路(20)を挿入することになる。

【0051】また、前記トランス(8)の1次巻線(6)の電圧または電流位相を検出し、それらの位相信号を生成する回路では、例えばノイズを除去したり、あるいは例えばアナログ的な電流信号からその基準位相タイミングを生成するコンパレータ回路を使用したりする場合がある。この場合、相当量の遅延が発生することがあるが、この種の遅延のバランスを保つための遅延回路



を、前記位相余有のための遅延回路(20)にて兼用することも可能である。いずれにしても、このようなことは本質的な問題ではなく、本発明の範囲内で設計者が任意に実施する事項である。

【0052】本発明の請求項6の発明の作用について、図1を用いて説明する。本発明の請求項6の発明においては、請求項1乃至請求項5のいずれかの発明において、位相比較器(16)が周波数可変発振器(18)の発振周波数の高低を変化させるときの応答速度において、前記周波数可変発振器(18)の発振周波数を低下せしめる場合の応答速度よりも、上昇せしめる場合の応答速度の方を速くするように構成したので、請求項1乃至請求項5のいずれかの発明と同様な効果を得ることができるとともに、位相フィードバック制御のゆらぎやノイズによる誤動作があった場合に、電流位相が進み状態にならないための余有を持つばかりでなく、電流位相が進み状態に陥った場合においても短時間で正常状態に復帰させることが可能であるという利点を生じる。

【0053】発明者らの実験では、発振周波数を低下せしめる場合の応答速度に対する上昇せしめる場合の応答速度の比を、1.5倍から4倍の範囲内におくことが理想的であるとの結果を得た。

【0054】本発明の請求項7の発明の作用について、図1を用いて説明する。なお、スイッチングインバータ部(9)は図10に示したような構成とする。本発明の請求項6の発明においては、請求項1乃至請求項6のいずれかの発明において、直流電源部(5)の出力電圧の増減により、誘電体バリア放電ランプ(4)に投入する電力を調整可能とするように構成したので、請求項1乃至請求項6のいずれかの発明と同様な効果を得ることができるとともに、以下の利点を生じる。

【0055】通常のスイッチング方式の直流電源回路などの場合は、出力電力の制御は、スイッチングインバータ部(9)のデューティサイクル比、すなわち1周期に対するスイッチング素子(30a)、(30b)がオン状態である期間の割合を調整にすることにより行われる。しかし本誘電体バリア放電装置の場合は、スイッチングインバータ部(9)の負荷に共振回路が含まれているため、トランス(8)の1次巻線(6)に流れる電流( $I_p$ )の波形は、概ね正弦波状となる。スイッチング素子(30a)、(30b)がオフ状態である期間内に、誘導電流の方向反転、すなわち誘導起電力の方向反転が発生する電流位相となる場合は、トランス(8)の1次巻線(6)の電圧( $V_p$ )の波形が正常な矩形波状でなくなってしまう、前記逆方向ダイオード(31a)、(31b)にリカバリ電流が流れうる状態が発生する。

【0056】したがって、デューティサイクル比が50%未満であれば、必ずこの状態が発生する。また、50%以上であってもこの状態の発生しない電流位相の存在

範囲は限定されるので、前記トランス(8)の1次巻線(6)の電圧位相に対する電流位相の遅れ量を小さくする場合において、制限ができてしまうことになる。このため、理想的にはデューティサイクル比は、できるだけ100%に近い方が望ましいことになる。

【0057】ところが先に述べたように、一般的に出力電力の制御はデューティサイクル比の調整で行うので、デューティサイクル比をできるだけ100%に保つと出力電力の制御が困難となる。

【0058】本発明の請求項7の発明は、直流電源部(5)の出力電圧( $V_s$ )の増減により前記誘電体バリア放電ランプ(4)に投入する電力を調整するので、PLL制御を安全に行うためにスイッチングインバータ部(9)のデューティサイクル比をできるだけ100%にするという状態を保ったまま、なおかつ誘電体バリア放電ランプ(4)へ印加する出力電圧の制御が可能であるという利点を有する。

【0059】直流電源部(5)には、例えば、比較的低コストかつ高効率で出力電圧の増減が可能な降圧チョップ電源を採用してもよい。

【0060】用途によっては、例えば、高効率であっても、なおかつ電源電圧変動、温度変化によるランプおよびその他の回路素子の特性変化が生じて、その影響を受けずに発光強度が安定である誘電体バリア放電ランプ装置が要求される。このような場合には、本発明の請求項7の発明に加えて、誘電体バリア放電ランプ(4)が消費する電力の大きさに関連する量を検出する検出器、および、前記検出器からの出力信号と該出力信号に対する目標値の差を検出する誤差演算器、前記誤差演算器の出力信号に対応した前記直流電源部(5)の出力電圧の増減により、前記誘電体バリア放電ランプに投入する電力を調整する手段から構成されるフィードバック回路を設けることにより対応可能である。このようなフィードバック回路を作動させることにより、高効率化実現のためのPLL制御と、誘電体バリア放電ランプ(4)に投入する電力を一定に維持することにより、ランプの発光強度を概略的に一定にするような制御を、同時に行うことが可能となる。このような工夫は、本発明の請求項7の発明の範囲内で、設計者が任意に実施する事項である。

【0061】ここで、誘電体バリア放電ランプ(4)に消費される電力の大きさに関連する量としては、種々のものが可能である。例えば誘電体バリア放電ランプ(4)に印加される電圧、あるいは、誘電体バリア放電ランプ(4)に流れる電流でもよく、これらの場合は、ランプ消費電力の平方根に概ね比例する量を検出している。あるいは、誘電体バリア放電ランプ(4)に直列に挿入されたコンデンサの両端子に発生する電圧を検出するものでもよく、この場合は、ランプ電流の積分値、すなわち電荷を検出し、ランプ消費電力の平方根に概ね比

例する量を検出している。あるいは、誘電体バリア放電ランプ（４）の温度を検出するものでもよく、この場合は、ランプ消費電力の長時間平均値を検出している。さらに、誘電体バリア放電ランプ（４）の放射光を受けて受光強度を測定するための光電変換器を検出器とするもの場合は、発光強度そのものを直接安定化するため、最も理想的である。

#### 【００６２】

【実施例】図４は、本発明の第一の実施例を簡略化して示すものである。符号が図１と同じものは、同様の構成要素を示す。直流電源部は、通常の商用電力ライン（３２）からダイオード整流回路（３３ａ）、（３３ｂ）と平滑コンデンサ（３４ａ）、（３４ｂ）によって正と負と零の直流電圧を供給するものである。トランス（８）の１次巻線（６）に前記直流電源部からの電流を正逆に切り替えて流すためのスイッチングインバータ部は、スイッチング素子として、２個の電界効果トランジスタ（３１ａ）、（３１ｂ）を使用したハーフブリッジと呼ばれる形式を採用している。前記トランス（８）の２次巻線（７）の両端子には、直列の共振用コイル（１０）と共振用コンデンサ（１１）とが接続されてＬＣ共振回路を構成している。そして、前記コンデンサ（１１）の両端に発生する電圧が、誘電体バリア放電ランプ（４）の電極に供給される。

【００６３】前記トランス（８）の１次巻線（６）の電流位相を検出するための電流位相検出器は、シャント抵抗（３５）とコンパレータ回路（３７）により構成される。電流位相検出は、シャント抵抗（３５）に発生する電圧降下を検出することにより電流値を検出し、コンパレータ回路（３７）により前記電流の極性を判定することにより実現される。そしてコンパレータ回路（３７）より、電流位相信号（１４）が出力される。

【００６４】前記トランス（８）の１次巻線（６）の電圧位相を検出するための電圧位相検出器は、分圧抵抗（３６ａ）、（３６ｂ）およびコンパレータ回路（３８）により構成される。電圧位相検出は、該電圧を分圧抵抗（３６ａ）、（３６ｂ）により分圧して電圧値を検出し、コンパレータ回路（３８）により前記電圧の極性を判定することにより実現される。そしてコンパレータ回路（３８）より、電圧位相信号（１５）が出力される。

【００６５】前記電流位相信号（１４）と前記電圧位相信号（１５）は位相差を比較するための位相比較器（１６）に入力される。位相比較器（１６）の出力信号は、平滑化するためのローパスフィルタ（１７）に入力される。前記ローパスフィルタ（１７）の出力信号は、その大小に対応して発振周波数の高低が変化する周波数可変発振器（１８）に入力される。前記周波数可変発振器

（１８）の出力信号は、スイッチング素子駆動回路に入力される。本実施例においては、スイッチング素子駆動

回路は、スイッチング素子駆動論理信号生成回路（３９）と、２個のゲート駆動回路（４０ａ）、（４０ｂ）から構成される。前記ゲート駆動回路（４０ａ）、（４０ｂ）が２個のスイッチング素子（３０ａ）、（３０ｂ）のそれぞれのゲートを駆動することにより、スイッチングインバータ部が駆動される。

【００６６】位相比較器（１６）、ローパスフィルタ（１７）、周波数可変発振器（１８）よりなる部分は、電圧位相信号（１５）に対して電流位相信号（１４）が遅れている場合は発振周波数が下がり、逆に、進んでいる場合は発振周波数が上がるように回路が組まれる。これらにより、前記トランス（８）の１次巻線（６）の電圧、電流位相情報が、前記トランス（８）を駆動するスイッチングインバータ部にフィードバックされる回路が構成される。

【００６７】以上の構成により、本第一の実施例の誘電体バリア放電ランプ装置は、前記トランス（８）の１次巻線（６）の電圧位相に対する電流位相の遅れ量が概略的に零の状態が維持される。すなわち力率が概略的に１００％の状態が維持され、高効率となる。また本装置は、複数の誘電体バリア放電ランプを並列接続した場合においても、同様に高効率となる。

【００６８】発明者らは、電圧２００Ｖ<sub>rms</sub>の商用電力ライン（３２）に対し、前記トランス（８）を、１次巻線（６）と２次巻線（７）の巻数比が１対５の昇圧トランスとし、共振コイル（１０）のインダクタンスを４．２ｍＨ、共振コンデンサ（１１）の静電容量を６００ｐＦとした給電装置に、厚さ１ｍｍの石英板２枚の間隙を４ｍｍとし、これを放電空間として、キセノンガスが約４０００００Ｐａの圧力で満された、断面積２００ｃｍ<sup>２</sup>、点灯時の静電容量が約２００ｐＦの、誘電体バリア放電ランプ（４）を３本並列点灯させるのに際し、概ね記載の様なPLL位相フィードバック制御を実現する実験を行い、ほぼ期待通りの良好な動作を確認した。そのときの印加電圧は約４ｋＶ<sub>rms</sub>、ランプへの総合投入電力は約１ｋＷであった。

【００６９】図５は、本発明の第２の実施例を簡略化して示すものである。符号が図４と同じものは、同様の構成要素を示す。直流電源部は、通常の商用電力ライン（３２）と、ダイオードブリッジ整流回路（５０）と、平滑コンデンサ（５１）によって構成される第１の直流電源（５'）と、スイッチング素子（５２）、フライホイールダイオード（５３）、チョークコイル（５４）、平滑コンデンサ（５５）からなる、いわゆる降圧型チョップと呼ばれる第２のスイッチング電源回路によって構成される。前記直流電源部は、スイッチング素子（５２）のデューティサイクル比の調整によって、出力電圧（ $V_s$ ）が可変となる。

【００７０】前記トランス（８）の１次巻線（６）の電流位相を検出するための電流位相検出器は、ピックアップ

ブコイル(56)、積分回路(57)およびコンパレータ回路(58)により構成される。電流位相検出は、前記トランス(8)の1次巻線(6)に流れる電流

( $I_P$ )が発生する磁束と鎖交するようにピックアップコイル(56)を配置し、前記ピックアップコイル(56)の出力電圧を積分回路(57)によって積分することにより、前記トランス(8)の1次巻線(6)に流れる電流波形とほぼ相似の信号( $I_P'$ )に変換し、コンパレータ回路(58)により前記信号( $I_P'$ )の極性を判定することにより実現される。そしてコンパレータ回路(58)より、電流位相信号(14)が出力される。

【0071】前記トランス(8)の1次巻線(6)の電圧位相信号(15')は、スイッチングインバータ部の2個のスイッチング素子(30a)、(30b)のうちの負電圧側のスイッチング素子(30b)に対するゲートのオンオフ信号( $G_L$ )を利用し、これを遅延回路(20)に通すことにより生成している。位相比較器(16)、ローパスフィルタ(17)、周波数可変発振器(18)よりなる部分の働きは、図4のものと同様である。

【0072】本第2の実施例は、第1の実施例と同様の効果の他に、以下に示す効果を有する。

(1)．本第2の実施例は、前記トランス(8)の1次巻線(6)の電圧位相信号(15')を、負電圧側のスイッチング素子(30b)に対するゲートのオンオフ信号( $G_L$ )を利用して生成している。従って、図4に示す第1の実施例のように分圧抵抗(36a)、(36b)およびコンパレータ回路(38)が必要でなく、経済的に有利である。

【0073】(2)．本第2の実施例は、ゲートのオンオフ信号( $G_L$ )を遅延回路(20)に通して生成した電圧位相信号(15')を位相比較器(16)に入力している。よって、必ず存在する位相フィードバック制御のゆらぎやノイズによる誤動作があった場合にも、電流位相が進み状態にならないための余裕を有するので、逆方向ダイオード(31a)、(31b)のリカバリー電流によるスイッチング素子(30a)、(30b)の破壊が発生しにくくなる。すなわち安全性が向上する。

【0074】(3)．本第2の実施例は、直流電源部に、比較的低コストかつ高効率な降圧型チョップと呼ばれる第2のスイッチング電源回路(9')を採用している。そして第2のスイッチング電源回路(9')におけるスイッチング素子(52)のデューティサイクル比の調整により、出力電圧( $V_s$ )を可変できる。よって、第1の実施例では困難であった、PLL制御を十分かつ安全に行うためにスイッチングインバータ部(9)のデューティサイクル比をできるだけ100%に保つことと、誘電体バリヤ放電ランプ(4)へ印加する出力電圧の制御( $V_s$ )を両立することができる。

【0075】尚、本第2の実施例においては、誘電体バリヤ放電ランプ(4)に直列に挿入されたコンデンサ(60)、ローパスフィルタ(61)、誤差演算器(64)、積分回路(65)、パルス幅変調回路(67)、ゲート駆動回路(70)よりなるフィードバック回路が設けられている。前記フィードバック回路は、以下のように動作する。前記ローパスフィルタ(61)は、前記コンデンサ(60)の両端子に発生する交流電圧のピーク電圧を検出し、電力の大きさに関連する量としてピーク電圧信号(62)を出力する。そして、前記ピーク電圧信号(62)と、それに対する目標値(63)の差を誤差演算器(64)により求め、これを積分回路(65)により積分することにより電源電圧制御信号(66)を得る。前記降圧型チョップ部のスイッチング素子(52)のデューティサイクル比を増減するパルス幅変調回路(67)は、鋸波発生器(68)の信号と前記電源電圧制御信号(66)との比較によりスイッチング素子駆動論理信号(69)を生成し、出力する。このスイッチング素子駆動論理信号(69)に基づき、ゲート駆動回路(70)がスイッチング素子(52)を駆動する。

【0076】以上のようなフィードバック回路を作動させると、前記誘電体バリヤ放電ランプ(4)において消費される電力の大きさが一定となるので、ランプの発光強度が概略的に一定となるように制御される。すなわち、先に説明した高効率かつ安全な位相制御と、電源電圧変動、温度変化によるランプおよびその他の回路素子の特性変化が生じて、その影響を受けずに発光強度が安定となるような制御を同時に行うことが可能となる。

尚、鋸波発生器(68)の周波数は、前記周波数可変発振器(16)の出力信号を、周波数逡倍したもの、または分周したもの、またはこれらの組合せにより生成されたものとするのが望ましい。なぜならば、このときはスイッチング素子(52)を内包する降圧チョップのスイッチング周波数と、スイッチング素子(30a)、(30b)を内包するスイッチングインバータ部のスイッチング周波数との比が、例えば1対10や8対3などの簡単な整数比となる状態が常に維持される。よって、前記ランプの点灯状態に変化に伴うスイッチングインバータ部のスイッチング周波数の変化が生じた場合でも、降圧チョップのスイッチング周波数との干渉関係の不安定な変化や、それに起因する装置全体の動作不安定の発生が抑制されるためである。

【0077】図6は、第1の実施例を説明する図4および、第2の実施例を説明する図5に示す構成における電流、電圧、信号波形の一例を示したものである。ここにおいて、CKは周波数可変発振器(18)の発振出力信号、 $G_H$ は正電圧側のスイッチング素子(30a)に対するゲートのオンオフ信号、 $G_L$ は負電圧側のスイッチング素子(30b)に対するゲートのオンオフ信号、

$V_p$  はトランス (8) の 1 次巻線 (6) の電圧、 $I_p$  はトランス (8) の 1 次巻線 (6) の電流、 $I_H$  は正電圧側のスイッチング素子 (30 a) 部の電流、 $I_L$  は負電圧側のスイッチング素子 (30 b) 部の電流、 $\phi V$  は電圧位相信号 (15)、 $\phi I$  は電流位相信号 (14) を示す。ここで、電圧波形  $V_p$  における斜線を施した部分は、トランス (8) や共振コイル (10) の誘導作用により発生する逆起電力による分であることを示す。

【0078】図 7 は、第 1 の実施例、第 2 の実施例における前記位相比較器 (16)、ローパスフィルタ (17)、周波数可変発振器 (18) よりなる部分の一部を、より具体化して示した回路の一例である。位相比較器 (16) からは、トランス (8) の 1 次巻線 (6) の電圧位相に対する電流の位相が、遅れであることを示すパルス信号 (75) と、進みであることを示すパルス信号 (76) とが出力される。前記遅れであることを示すパルス信号 (75) は、反転されずに抵抗 (77) を介して積分回路に入力される。前記進みであることを示すパルス信号は、負極性に反転され、抵抗 (78) を介して前記積分回路に入力される。ここで前記積分回路は、演算増幅器 (79)、積分コンデンサ (80) および帰還抵抗 (81) を用いて構成され、ローパスフィルタ (17) として機能する。遅れであることを示すパルス信号が入力された場合は、積分回路の出力 (82) 電圧が低下し、進みであることを示すパルス信号が入力された場合は、積分回路の出力電圧が上昇する。

【0079】周波数可変発振器 (18) は、入力電圧が高いほど発振周波数が高くなるものとすれば、トランス (8) の 1 次巻線 (6) の電圧位相に対する電流の位相が進み状態のときは、積分回路の出力電圧が上昇して発振周波数が高くなる。このとき、前記積分回路への 2 個の入力抵抗のうち、前記進みであることを示すパルス信号に対する入力抵抗 (78) を、前記遅れであることを示すパルス信号に対する入力抵抗 (77) より小さい抵抗値にしておくことにより、発振周波数を低下せしめる場合の応答速度より、発振周波数を上昇せしめる場合の応答速度の方を速くすることができる。すなわち、位相フィードバック制御のゆらぎやノイズによる誤動作があった場合に、電流位相が進み状態にならないための余有を持つばかりでなく、電流位相が進み状態に陥った場合においても短時間で正常状態に復帰させることが可能とある。従って、逆方向ダイオード (31 a)、(31 b) のリカバリ電流によるスイッチング素子 (30 a)、(30 b) の破壊が発生しにくくなり、装置の安全性が向上する。

【0080】図 8 は、図 7 に関連する各波形の一例を示す。ここにおいて、 $\phi V$  は電圧位相信号 (15')、 $\phi I$  は電流位相信号 (14)、 $F_a$  は電圧位相に対する電流の位相が遅れであることを示すパルス信号 (75)、 $F_b$  は電圧位相に対する電流の位相が進みであることを

示すパルス信号 (76)、 $F_a'$  は反転された電圧位相に対する電流の位相が進みであることを示すパルス信号 (76')、 $V_f$  は積分回路の出力 (82) である。

【0081】図 9 は、図 5 に示す第 2 の実施例における経済的に有利な電流位相検出器 (12) の部分を、より具体化して示した回路の一例である。トランス (8) の 1 次巻線 (6) の電流 ( $I_p$ ) が発生する磁束に鎖交するようにピックアップコイル (56) を配置することにより、前記電流 ( $I_p$ ) の変化率に比例する電圧が、前記ピックアップコイル (56) に発生する。この電圧をバッファ (85) を介して、入力抵抗 (86) および積分コンデンサ (87)、演算増幅器 (88) より成る積分回路によって積分することにより、前記トランス (8) の 1 次巻線 (6) に流れる電流 ( $I_p$ ) の波形に相似である波形の信号が、前記積分回路より出力される。

【0082】ここでは、この出力を抵抗 (89) とコンデンサ (90) よりなるフィルタに入力し、これのコンデンサ (90) に現れる低周波成分に対応する信号を、バッファ (91) を介して検出し、帰還抵抗 (92) を通じて前記積分回路に再入力している。この構成により、必ず存在する回路素子のオフセット電圧も含めて積分されることによる積分出力 (98) の飽和を防いでいる。

【0083】積分出力 (98) は、演算増幅器 (93)、抵抗 (115)、コンデンサ (116) から構成されるローパスフィルタにより高調波除去を行った後、コンパレータ (94) により極性判定され、デジタルの電流位相信号 (14) として、位相比較器 (16) に入力される。尚、コンパレータ (94) には正帰還動作のための抵抗 (95)、(96) とコンデンサ (97) を付加している。

【0084】以上説明してきた第一の実施例および第二の実施例においては、駆動周波数帯の設定値によっては、共振用コイル (10) のインダクタンス値が大きくなって製作しにくいことがある。

【0085】このような場合は、図 2 に示すように共振用コイル (10) を廃し、トランス (8) のインピーダンス変換作用を利用して、共振用コイル (10) のインダクタンス値をトランス (8) の巻数比に応じた小さい値、単純化した理想的な解析条件のもとではトランス巻数比の 2 乗に反比例させた値に変更した第 2 の共振用コイル (10') を、トランス 1 次巻線 (6) に直列接続することにより共振用コイル (10) の機能を、代用させる。

【0086】あるいは、トランス 2 次巻線 (7) に直列接続される共振用コイル (10) と、トランス 1 次巻線 (6) に直列接続された前記のインダクタンス値を有する第 2 の共振用コイル (10') を併用して、両方のコイルを合わせて、インダクタンス値の大きいひとつの共

振用コイルと同様の働きをさせる。

【0087】以上のような構成によると、インダクタンス値が大きく製作しづらい共振用のコイルが必要でなくなるという利点が生じる。

【0088】尚、以上第一の実施例および第二の実施例を説明するために示してきたこれらの図の回路構成等は、当然ながら、主要な要素のみを記載した一例であって、実際に応用する場合は、使用する部品の特徴、極性等の違いに応じて然るべく変更され、また必要に応じて周辺素子が追加されるべきものである。

【0089】

【発明の効果】以上説明したように、本発明においては、次の効果を得ることができる。本発明の請求項1の発明においては、電流位相検出器と電圧位相検出器によって検出したトランス1次巻線の電流位相信号と電圧位相信号を、位相比較器により比較し、その位相差を表す信号を得ている。そして、前記位相差を表す信号の大小に対応して周波数可変発振器から出力される、周波数の高低が変化する発振信号にしたがって、スイッチング素子駆動回路が前記スイッチングインバータ部を駆動する。よって、トランス1次巻線の電圧位相に対して電流位相が遅れている場合は駆動周波数が下がる方向に、逆に電圧位相に対して電流位相が進んでいる場合は駆動周波数が上がる方向に、自動的に変化する。

【0090】従って、本発明の請求項1の発明は以下の効果を有する。

(1)、前記トランス1次巻線の電圧位相に対する電流位相の遅れ量あるいは進み量が、概略的に小さな一定の値に、常に維持される。これは、単純化した理想的な解析条件のもとでは、前記遅れ量あるいは進み量が、零の状態、すなわち力率が100%の状態を常に維持されることを意味する。

【0091】(2)、誘電体バリア放電ランプの放電開始前、および放電開始したときの共振周波数の変化時にも速やかに応答して、装置を常に高力率状態、すなわち高効率状態を常に維持する。当然ながら(1)および(2)の効果は、複数の誘電体バリア放電ランプを並列接続した場合も同様である。

【0092】本発明の請求項2ならびに3の発明においては、請求項1の発明において、トランス1次巻線に直列に第2の共振用コイル接続するか、もしくは共振用コイルを廃し、トランス1次巻線に直列に第2の共振用コイルを接続したので、請求項1の発明と同様な効果を得ることができるとともに、駆動周波数帯の設定値によっては、インダクタンス値が大きく製作しづらくなる共振用のコイルを必要としないという効果を有する。

【0093】(3)、すなわち、トランスのインピーダンス変換作用を利用して、トランスの巻数比に応じた小さいインダクタンス値を有する第2の共振用コイルをトランス1次巻線に直列接続して、共振用コイルの機能を

得ることができる。第2の共振用コイルのインダクタンス値は、単純化した理想的な解析条件のもとでは、トランス巻数比の2乗に反比例させた値である。よって、インダクタンス値が大きい共振用コイルが不要となる。

(4)、あるいは、トランス2次巻線に直列接続される共振用コイルと、トランス1次巻線に直列接続された前記のインダクタンス値を有する第2の共振用コイルを併用して、両方のコイルを合わせて、インダクタンス値の大きいひとつの共振用コイルと同様の働きをさせることができる。

【0094】本発明の請求項4の発明においては、請求項1乃至請求項3のいずれかの発明において、トランス1次巻線の電圧位相信号を得るためにトランス1次巻線の電圧を検出する代わりに、周波数可変発振器またはスイッチング素子駆動回路において生成される既存の信号から適当なものを選択し、それに基づいて前記トランス1次巻線の電圧位相を相当する信号を必要に応じて簡単な信号変換を行って生成し、これを代替の電圧位相信号として位相比較器に入力するものとしたので、請求項1乃至請求項3のいずれかの発明と同様な効果を得ることができるとともに、

(5)、前記トランス1次巻線の電圧を検出するための特別な構成を必要としないので、経済的に有利であるという効果を有する。

【0095】本発明の請求項5の発明においては、請求項1乃至請求項4のいずれかの発明において、電圧位相信号を位相比較器に入力する経路に遅延回路を挿入したので、請求項1乃至請求項4のいずれかの発明と同様な効果を得ることができるとともに、以下の利点を生じ

【0096】スイッチングインバータ部に内包されるスイッチング素子には、通常逆方向ダイオードが付加される。そして電流位相が進み状態になったときには、逆方向ダイオードのリカバリー電流によりスイッチング素子が破壊される。遅延回路(20)を挿入すると、効果

(1)、(2)のような位相フィードバック制御の正常動作時における電圧位相に対する電流位相の遅れ量に、若干の正の遅れ量が存在することになる。そのため、必ず存在する位相フィードバック制御のゆらぎやノイズによる誤動作があった場合にも、電流位相が進み状態にならないための余有を有することになる。

(6)、よって、電流位相が進み状態になる確率が小さくなり、位相フィードバック制御動作を正確かつ安全に行うことが可能であるという効果を有する。

【0097】なお、電圧位相信号を生成する回路の遅延が大きい場合には、逆に電流位相信号側に遅延回路(20)を挿入することになる。また、前記トランス1次巻線の電圧または電流位相を検出しそれらの位相信号を生成する回路では、例えばノイズを除去したり、あるいは例えばアナログ的な電流信号からその基準位相タイミン

グを生成するコンパレータ回路を使用したりする場合がある。この場合、相当量の遅延が発生することがあるが、この種の遅延のバランスを保つための遅延回路を、前記位相余有のための遅延回路にて兼用することも可能である。

【0098】本発明の請求項6の発明においては、請求項1乃至請求項5のいずれかの発明において、位相比較器が周波数可変発振器の発振周波数の高低を変化させるときの応答速度について、前記周波数可変発振器の発振周波数を低下せしめる場合の応答速度よりも、上昇せしめる場合の応答速度の方を速くするように構成したので、請求項1乃至請求項5のいずれかの発明と同様な効果を得ることができるとともに、

(7)、位相フィードバック制御のゆらぎやノイズによる誤動作があった場合に、電流位相が進み状態にならないための余有を持つばかりでなく、電流位相が進み状態に陥った場合においても短時間で正常状態に復帰させることが可能であるという効果を有する。

【0099】本発明の請求項7の発明においては、請求項1乃至請求項6のいずれかの発明において、直流電源部(5)の出力電圧の増減により、前記誘電体バリア放電ランプに投入する電力を調整可能とするように構成したので、請求項1乃至請求項6のいずれかの発明と同様な効果を得ることができるとともに、以下の利点を生じる。

【0100】通常のスイッチング方式の直流電源回路などの場合は、出力電力の制御は、スイッチングインパルスのデューティサイクル比を調整することにより行われる。誘電体バリア放電装置の場合は、前記逆方向ダイオードにリカバリ電流が流れうる状態が発生しないように、デューティサイクル比をできるだけ100%に近い方に維持することが望ましいので出力電力の制御が困難となる。

【0101】(8)、しかしながら、請求項7の発明は直流電源部の出力電圧の増減により前記誘電体バリア放電ランプに投入する電力を調整するので、スイッチングインパルスのデューティサイクル比をできるだけ100%に保ったまま、なおかつ誘電体バリア放電ランプへ印加する出力電圧の制御が可能であるという効果を有する。

【0102】直流電源部には、例えば、比較的低コストかつ高効率で出力電圧の増減可能な降圧チョッパ電源を採用することができる。

【0103】なお、本発明の請求項7の発明に、誘電体バリア放電ランプに消費される電力の大きさに関連する量を検出する検出器、および、前記検出器からの出力信号と前記出力信号に対する目標値の差を検出する誤差演算器、前記誤差演算器の出力信号に対応した前記直流電

源部の出力電圧の増減により前記誘電体バリア放電ランプに投入する電力を調整する手段から構成されるフィードバック回路を付加すると、誘電体バリア放電ランプにおいて消費される電力の大きさが一定となるので、ランプの発光強度が概略的に一定となるように制御される。すなわち、高効率かつ安全な位相制御と、電源電圧変動、温度変化によるランプおよびその他の回路素子の特性変化が生じて、その影響を受けずに発光強度が安定となるような制御を同時に行うことが可能となる。

【0104】以上のように、本発明によれば、光出力が十分大きい大型の誘電体バリア放電ランプ、さらにはこれを複数個並列に点灯するような大規模な光源装置に対しても、十分に高効率、安定かつ経済的な誘電体バリア放電装置を提供することが可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の誘電体バリア放電装置の説明図である。

【図2】本発明の誘電体バリア放電装置の他の共振回路の説明図である。

【図3】本発明の誘電体バリア放電装置の電圧、電流、信号波形の説明図である。

【図4】本発明の誘電体バリア放電装置の第1の実施例の説明図である。

【図5】本発明の誘電体バリア放電装置の第2の実施例の説明図である。

【図6】本発明の誘電体バリア放電装置の第1の実施例および第2の実施例における電圧、電流、信号波形の例の説明図である。

【図7】本発明の誘電体バリア放電装置の第1の実施例および第2の実施例における位相比較器、ローパスフィルタ、周波数可変発振器の構成例である。

【図8】図7の回路の信号波形の説明図である。

【図9】本発明の誘電体バリア放電装置の第1の実施例および第2の実施例における電流位相検出器の構成例である。

【図10】従来の誘電体バリア放電装置の説明図である。

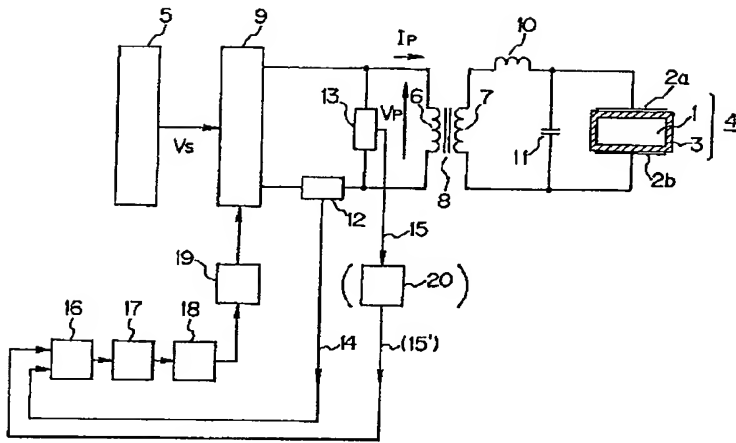
【図11】従来の誘電体バリア放電装置の詳細な説明図である。

【図12】従来の誘電体バリア放電装置の電圧、電流、信号波形の説明図である。

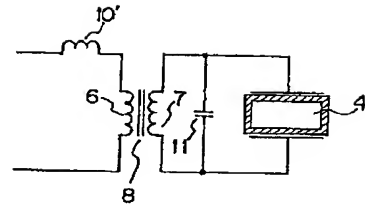
【符号の説明】

|          |       |
|----------|-------|
| 101      | コンデンサ |
| 102, 103 | コンデンサ |
| 111, 112 | 抵抗器   |
| 113      | 演算増幅器 |
| 114, 115 | 抵抗器   |
| 116      | コンデンサ |

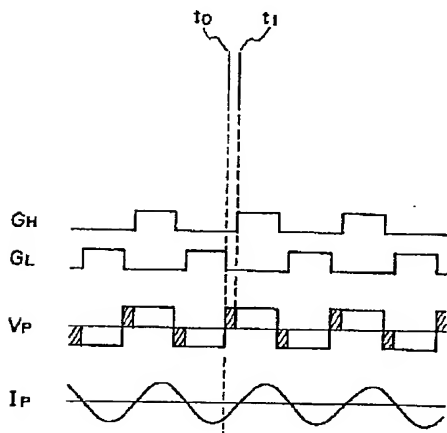
【図 1】



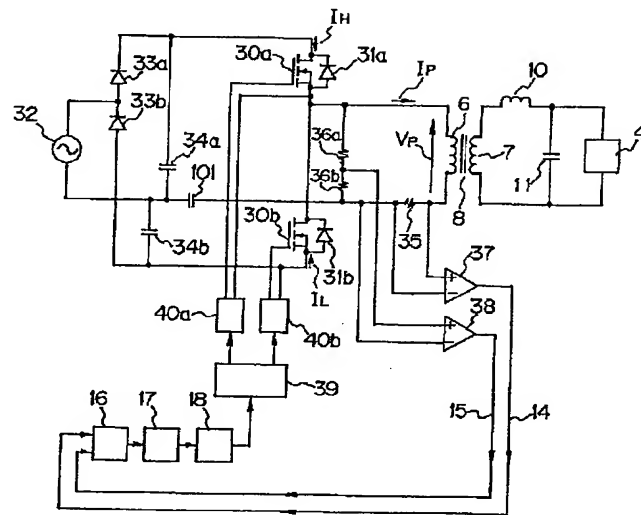
【図 2】



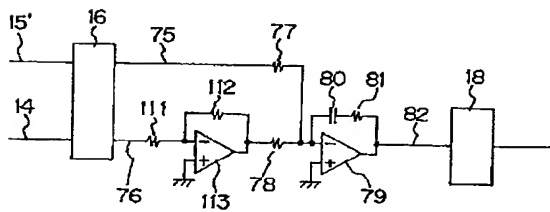
【図 3】



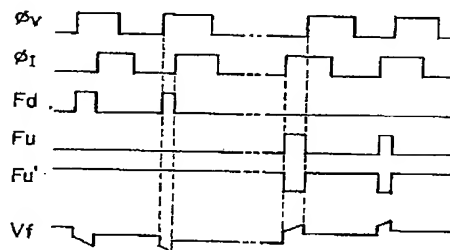
【図 4】



【図 7】



【図 8】



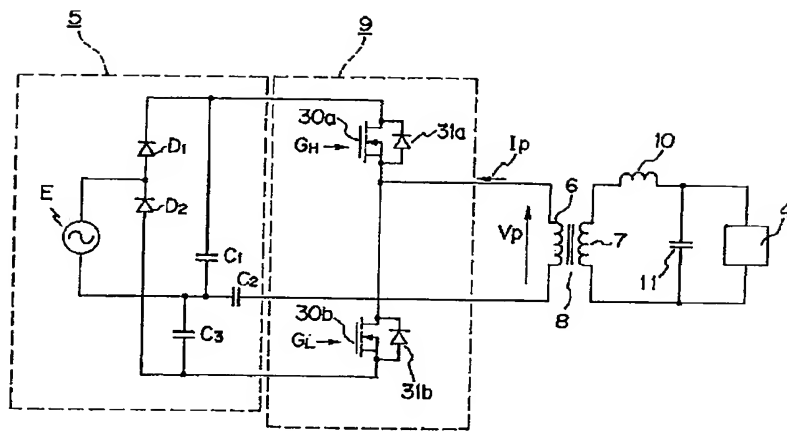


Timing diagram for a 100% duty cycle, 100% modulation index, and 180° phase shift. The diagram shows waveforms for CKo, GH, GL, VP, IP, IH, IL,  $\phi_V$ , and  $\phi_I$ . A vertical dashed line marks  $t_0$ , and another marks  $t_1$ . The phase shift  $\Delta\phi$  is indicated at the bottom.

The circuit diagram of differential amplifier 14 includes a transformer 56 with primary current  $I_p$ . The secondary of the transformer is connected to the base of transistor 85. Transistor 85 is part of a differential pair with transistor 88. The emitters of 85 and 88 are connected to a common emitter resistor 86, which is in turn connected to a current source 87. The collector of transistor 85 is connected to a load resistor 92, and the collector of transistor 88 is connected to a load resistor 89. The outputs of the first stage are taken from the collectors. The circuit also includes a second differential pair of transistors 93 and 94, with their emitters connected to a common emitter resistor 93. The collectors of 93 and 94 are connected to load resistors 95 and 96, respectively. The output of the second stage is taken from the collector of transistor 94. Various other components like capacitors 114, 115, 116 and resistors 97, 98 are also shown.

A schematic diagram of a power supply circuit. It starts with a power source (5) connected to a switch (9). The switch is connected to a transformer (6) with primary winding 7 and secondary winding 8. The secondary winding is connected to a bridge rectifier (10) and a filter capacitor (11). The output of the rectifier is connected to a laser resonator (2) consisting of mirrors 2a and 2b and an active medium 3.

【図11】



【図12】

